

# Transmisor Polar para Señales de Banda Ancha integrando Inversión y Rectificación Síncrona Clase E a 1 GHz

M. Nieves Ruiz<sup>(1)</sup>, Reinel Marante<sup>(1)</sup>, José A. García<sup>(1)</sup>, Pere Gilabert<sup>(2)</sup>, Gabriel Montoro<sup>(2)</sup>

[mariadelasnieves.ruiz, reinel.marante, joseangel.garcia] @unican.es, [plgilabert, montoro] @tsc.upc.edu

<sup>(1)</sup>Dpto. Ingeniería de Comunicaciones, Universidad de Cantabria. 39005 Santander.

<sup>(2)</sup>Dpto. Teoría de la Señal y Comunicaciones, Universidad Politécnica de Cataluña. 08860 Castelldefels.

**Abstract-** In this paper, class E inverting and synchronous rectifying functions, implemented over GaN HEMT dies, are properly integrated for the design of a 1 GHz polar transmitting architecture. Employing high-Q lumped-element passive networks, an implementation with a high power density also results. The amplitude and phase components of a 5 MHz multisine are shown to be properly recombined at the output of an 80% efficient RF power amplifier (RFPA), drain modulated by means of a resonant DC/DC converter with a peak efficiency of 77%. A frequency-modulation (FM) coding of the envelope is here proposed for the converter, resulting in a 20 MHz large-signal bandwidth and a 720 V/ $\mu$ Seg slew-rate value.

## I. INTRODUCCIÓN

En los actuales sistemas de comunicación inalámbricos, los formatos de modulación son cada vez más exigentes, dando lugar a señales caracterizadas por una envolvente con grandes variaciones en el tiempo. Para lograr una amplificación tanto lineal como eficiente es necesario ajustar adecuadamente el consumo del amplificador de potencia de RF (RFPA) al valor instantáneo de la envolvente, ya sea a través de estrategias de modulación de la carga o de la polarización [1]. En las arquitecturas de control de la polarización, como es el caso de las de Seguimiento de la Envolvente (ET por *Envelope Tracking*), Eliminación y Restauración de la Envolvente (EER por *Envelope Elimination and Restoration*), o variantes de tipo híbrido ET/EER, la eficiencia global viene determinada por el producto de las figuras asociadas a los procesos de conversión de potencia DC-a-envolvente y envolvente-a-RF, resultando crítico el diseño del modulador de envolvente de banda ancha.

Habitualmente, se utilizan un amplificador lineal y un convertidor de potencia en modo conmutado (SMPC, de sus siglas en inglés) de alta eficiencia, de manera conjunta. Así, mientras el SMPC se ocupa del contenido de baja frecuencia de la envolvente, el amplificador lineal sigue la dinámica más allá de las capacidades de dicho convertidor. Se han propuesto topologías de separación en banda (*split-band*) [2] o de realimentación [3], logrando sorprendentes valores de eficiencia manejando señales de 5 a 20 MHz. En un futuro próximo, con el aumento del ancho de banda de modulación, los requisitos de rendimiento para el SMPC serán cada vez más rigurosos. En este sentido, los convertidores DC/DC resonantes [4], que proporcionan una conversión de potencia con bajas pérdidas por conmutación conformando apropiadamente las formas de onda de tensión y corriente,

pueden ofrecer una alternativa eficaz si se diseñan a frecuencias de RF/microondas con las actuales tecnologías de dispositivos de conmutación.

En este trabajo se presenta el diseño de una arquitectura de transmisión polar pura (EER) a 1 GHz para señales de banda ancha, a partir de la integración de topologías inversoras y rectificadoras clase E, implementadas sobre transistores HEMTs de Nitruro de Galio (GaN) de RF, en versión die. Como modulador de envolvente, se propone un convertidor DC/DC resonante clase E<sup>2</sup> controlado mediante modulación en frecuencia que permite obtener, junto con el uso de redes pasivas de elementos concentrados, un perfil de tensión de salida con la frecuencia de conmutación casi lineal, con un perfil de eficiencia aproximadamente ajustado a la estadística de la envolvente de señales reales de comunicación.

## II. CARACTERÍSTICAS DEL TRANSISTOR EN BARE-DIE CGH60030D

Se ha seleccionado el dispositivo en die CGH60030D de Cree Inc., cuyo proceso GaN HEMT emplea como sustrato SiC, para su uso en los diseños de las topologías de inversión y rectificación activa o síncrona. Dicho transistor presenta una tensión de ruptura por encima de los 120 V, muy superior a la de transistores de RF basados en otros procesos de fabricación. Esta característica permite asegurar la fiabilidad del dispositivo cuando se trabaja en modo clase E, dado que el valor pico de la forma de onda de la tensión [5],  $V_{peak} \approx 3,6 \cdot V_{DS}$ , debe mantenerse por debajo de la tensión de ruptura.

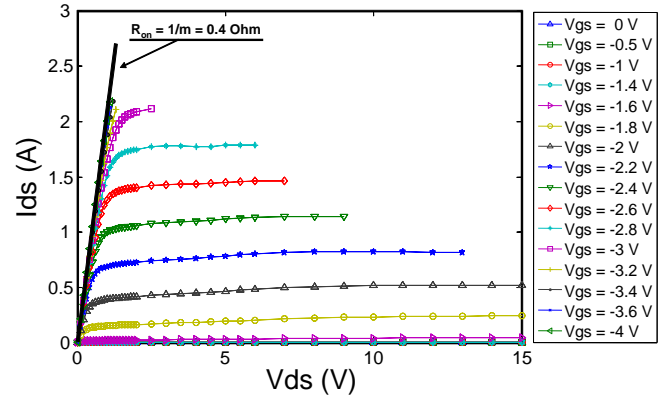


Fig. 1. Curvas características I/V para el transistor HEMT de GaN CGH60030D en bare-die de Cree Inc.

Como se observa en la Fig. 1, este transistor ofrece una baja resistencia de conducción  $R_{on} = 0.4 \Omega$ , obtenida a partir de la pendiente de la característica I/V correspondiente a un valor alto de tensión de puerta ( $V_{GS} = 0$  V). Además, véase Fig. 2, se ha extraído el valor de la capacidad equivalente de salida del dispositivo,  $C_{out} = 2.71$  pF, en la banda de 1 GHz, mediante la medida de parámetros [S] realizada a la condición de alimentación de puerta ligeramente inferior al valor de *pinch-off*,  $V_{GS} = -3.4$  V, para el punto de operación  $V_{DS} = 28$  V. Por tanto, el valor obtenido del producto de la resistencia de conducción por la capacidad de salida es bajo ( $R_{on} \cdot C_{out} = 1,1 \Omega \cdot \text{pF}$ ), interesante si se desea trabajar a un valor alto de frecuencia de operación.

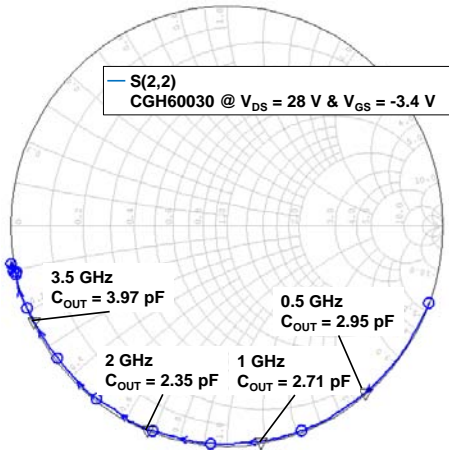


Fig. 2. Medida de la capacidad de salida a partir de los parámetros [S] ( $S_{22}$ ) del transistor CGH60030D.

### III. INVERSOR Y RECTIFICADOR CLASE E

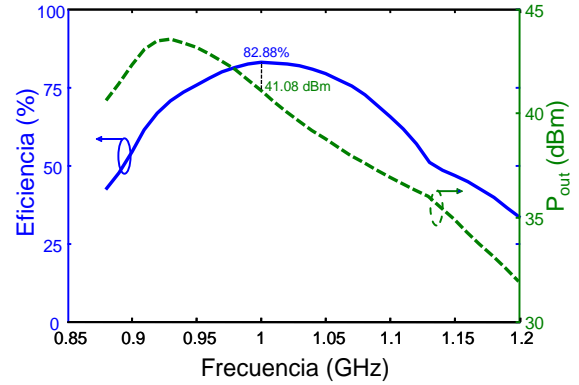
Aprovechando el principio de dualidad con inversión temporal [6] es posible diseñar un rectificador clase E síncrono a partir de un inversor clase E. Aunque existen diversas soluciones para su diseño en esta banda, los trabajos realizados a frecuencias de operación altas (RF y microondas) ofrecen usualmente niveles bajos de potencia, debido principalmente a la no disponibilidad de transistores y diodos Schottky apropiados. Los autores han utilizado recientemente topologías de rectificación activa o síncrona para las soluciones en UHF [7]. En ellas, con vistas a asegurar una operación con mínimas pérdidas de conmutación, el rectificador clase E y el inversor clase E deben cumplir las condiciones de impedancia necesarias ZVS y ZVDS (*Zero Voltage Switching* y *Zero Voltage Derivative Switching*).

Se ha diseñado según este concepto un amplificador clase E basado en el dispositivo GaN HEMT previamente caracterizado. En comparación con implementaciones multiarmónicas anteriores [7], se ha simplificado la red de salida, de modo que las terminaciones de circuito abierto requeridas a los armónicos superiores (segundo y tercero) son ajustadas únicamente mediante el uso de una bobina auto-resonante en torno a 2.3 GHz. Combinando dicha bobina con un condensador es posible obtener un valor de reactancia cercano a  $0.2116/(\omega C_{out})$ , siendo  $C_{out}$  la capacidad equivalente del transistor, conformando una onda para la tensión drenador-a-fuente próxima a la óptima [5].

En la Fig. 3a, se muestra la evolución del comportamiento del inversor clase E frente a frecuencia a

$V_{DS} = 28$  V, manteniéndose la eficiencia por encima del 70% en un rango de frecuencia de unos 160 MHz. Se obtiene un pico de eficiencia cercano al 83% para una  $P_{RFin} = 27$  dBm, con una potencia de salida de 41 dBm. Además, como puede verse en la Fig. 3b, la eficiencia se mantiene por encima del 80% para tensiones de drenador superiores a 14 V, permaneciendo por encima del 60% en prácticamente todo el rango de  $V_{DD}$ , siendo evidente además la linealidad del perfil  $V_{DD}$ -AM bajo estas condiciones.

a)



b)

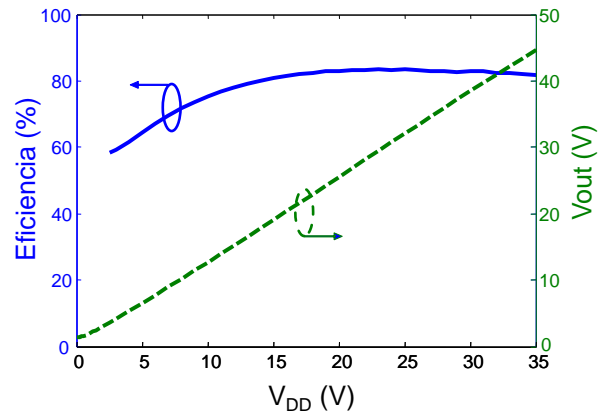


Fig. 3. a) Evolución de la eficiencia (—) y la potencia de salida (---) medida frente a la frecuencia de conmutación a  $V_{DS} = 28$  V. b) Evolución de la eficiencia (—) y la tensión de salida (---) medida frente a la tensión en drenador.

A partir del comportamiento del inversor, es posible ajustar los valores de los elementos concentrados del circuito para lograr su funcionamiento como rectificador síncrono, de cara a la implementación del convertidor resonante DC/DC a usar posteriormente como modulador de envolvente. Los resultados de la caracterización del mismo se muestran en la siguiente sección.

### IV. CONVERTIDOR DC/DC CLASE E<sup>2</sup> CONTROLADO POR FM

Combinando el rectificador y el inversor se presenta el diseño del convertidor DC/DC clase E<sup>2</sup> a 1 GHz, basado también en transistores GaN HEMT. Ajustando las condiciones de terminación a los armónicos de forma que se aproximen a las óptimas en todo el rango de frecuencias, es posible obtener un perfil de tensión de salida del convertidor frente a frecuencia de conmutación casi lineal, manteniendo una alta eficiencia al menos varios dBs por debajo de la tensión pico. Para evitar efectos de memoria indeseados y con vistas a obtener un diseño apto en banda ancha, es preferible que la “vía de DC” ofrezca una pequeña reactancia al

contenido frecuencial de la envolvente, asegurando a su vez la condición de circuito abierto a las frecuencias de conmutación, de segundo y tercer armónico. Considerando estas observaciones, se propone realizar el control del convertidor mediante modulación en frecuencia, siguiendo el diagrama simplificado de la Fig. 4.

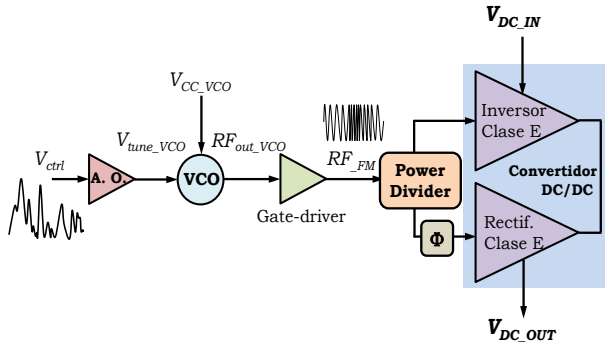


Fig. 4. Esquema simplificado del convertidor controlado por FM.

A partir del terminal  $V_{ctrl}$  se introduce la variación de amplitud deseada, que una vez amplificada es codificada en la frecuencia de conmutación instantánea gracias al oscilador controlado por tensión (VCO) de banda ancha y altamente lineal, ROS-1600W+, de Minicircuits. A continuación, existe una etapa de pre-amplificación, después de la cual la señal es dividida mediante un divisor de potencia comercial de Anaren. El desfase  $\Phi$  entre las ramas rectificadora e inversora es corregido mediante una longitud de línea de transmisión para una perfecta sincronización.

#### A. Comportamiento estático del convertidor

Se realizó un barrido de la frecuencia de conmutación mediante el terminal de tensión de control,  $V_{ctrl}$ . La Fig. 5, muestra la evolución de la tensión de salida con la frecuencia de conmutación, que puede ser ajustada entre 28 y 4.4 V siguiendo una tendencia relativamente lineal. La eficiencia global pico medida bajo esta condición es de 77%, en el estado del arte para esta banda de frecuencias, permaneciendo por encima del 70% hasta un valor de tensión 5.1 dB por debajo del máximo.

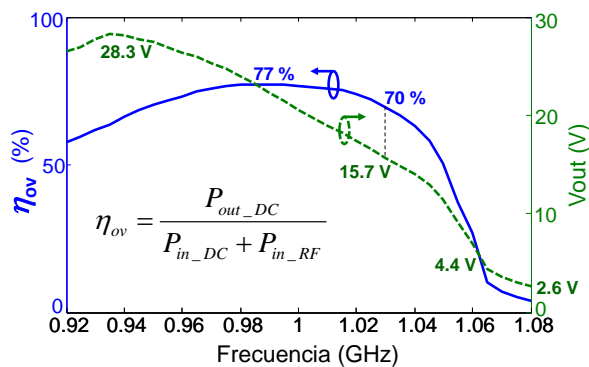


Fig. 5. Evolución de la tensión de salida (--) y la eficiencia global (--) medida frente a la frecuencia de conmutación.

La respuesta en frecuencia del convertidor también se estimó con la ayuda de un analizador de redes. En régimen gran señal, se obtuvo un valor de ancho de banda a 3 dB de 20 MHz y el *slew rate*, caracterizado a partir de la respuesta a un escalón de la tensión de control, fue de alrededor de 720V/μS.

#### B. Manejo de la Envolvente de Señales de Banda Ancha

Con el propósito de verificar la capacidad del convertidor propuesto para reproducir eficientemente envolventes de señales de comunicación reales, se seleccionaron dos segmentos con esquemas de modulación WCDMA de 2 y 4 portadoras, respectivamente (ambos con una PAPR de 6.6 dB). Se utilizó como carga la vía de polarización de drenador del amplificador de RF diseñado, que al estar excitado con un nivel apropiado de señal de onda continua a 1 GHz, presenta al convertidor una impedancia prácticamente constante. La variable de control fue ajustada para cubrir desde un valor máximo de  $V_{out}$  de 28 V al menor valor posible. La eficiencia total obtenida, sin el uso de ningún mecanismo de predistorsión digital (DPD), en estas condiciones extremadamente exigentes para el convertidor (con razones de variación de la tensión de 7:1 y 4:1 en cada caso), fue de 60% y 63%. Al reducir la excursión de  $V_{out}$  a la mitad de su valor máximo, es decir 14 V, la eficiencia aumenta hasta alcanzar valores de 68% y 67%, respectivamente.

Gracias a esta implementación es posible destacar las principales ventajas de esta estrategia de control para la reproducción eficiente de envolventes de gran ancho de banda, cuando se compara, por ejemplo, con el uso de modulación PWM para controlar la tensión entrada [7], [8]. No es necesario un filtro de reconstrucción, como en el caso de [7], [8], para recuperar la envolvente de la señal PWM rectificada. Dado que el valor máximo de tensión está desplazado con respecto al valor máximo de eficiencia, los perfiles de eficiencia se ajustan también mejor a las curvas de densidad de probabilidad (pdf de sus siglas en inglés) que presentan las envolventes de las señales de comunicación.

#### V. TRANSMISOR POLAR PARA SEÑALES DE BANDA ANCHA

Como puede verse en la Fig. 6, finalmente se implementó una arquitectura de transmisión polar pura, utilizando el convertidor DC/DC clase E<sup>2</sup> controlado por FM como modulador de envolvente y el amplificador de RF (RFPA) previamente descrito. La carga de DC que ofrece el amplificador de RF (RFPA) permanece aproximadamente constante a lo largo del rango de control de la polarización de drenador.

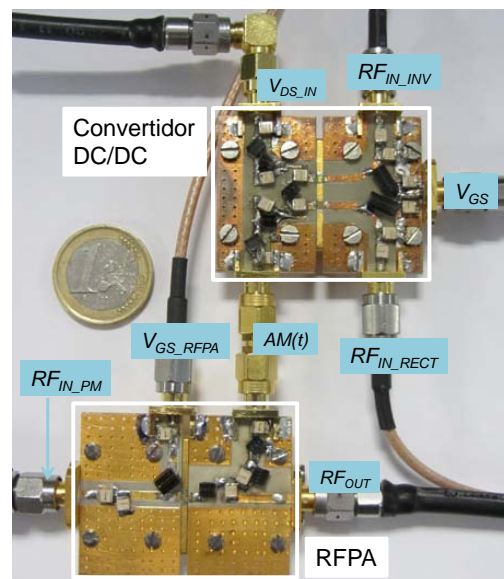


Fig. 6. Fotografía con detalles del transmisor polar (EER) implementado.

Teniendo en cuenta que el convertidor no puede reproducir un valor nulo en la envolvente, se sintetizó una señal multitono de 5 MHz, compuesta por 250 tonos separados 20 kHz, ajustada para seguir aproximadamente la pdf de la envolvente de una señal WCDMA, pero con un *agujero vectorial* (*hole punching*) en el centro de su diagrama IQ, resultando una señal de 14 dB de PMPR (del inglés, *peak-to-minimum power ratio*). Una vez realizada la caracterización AM/AM y AM/PM, se implementó una predistorsión digital sin memoria utilizando una *look-up-table*.

El espectro de salida de la señal recuperada se muestra en la Fig. 7. comparado con el de la señal original. La señal multitono se reproduce con una alta linealidad (con una razón de densidad de potencia para el canal adyacente, ACPR, por encima de 40 dB). Aunque persiste algo de distorsión residual, debe tenerse en cuenta que en este esquema EER puro, toda la información de amplitud es proporcionada por el convertidor. Se analizó también el espectro para un mayor rango de frecuencias observando que no aparecen componentes espúreos indeseados fuera de banda, como suele ocurrir al usar un convertidor de potencia en modo conmutado como modulador o amplificador de envolvente. Aunque los convertidores resonantes controlados por FM pueden sufrir problemas de interferencias electromagnéticas (EMI) [9], el espectro de ruido está aquí centrado a una frecuencia bastante superior a la del contenido de la envolvente y puede ser perfectamente eliminado a la salida del convertidor mediante filtrado.

La eficiencia global obtenida ha sido de 56% (70% en el convertidor y 80% en el RFPA), con un nivel de potencia de salida de 6.7 W. Estos buenos resultados pueden ser debidos a que al aplicar *hole-punching* sobre la señal original, la PAPR de la envolvente disminuye hasta aproximadamente 4 dB.

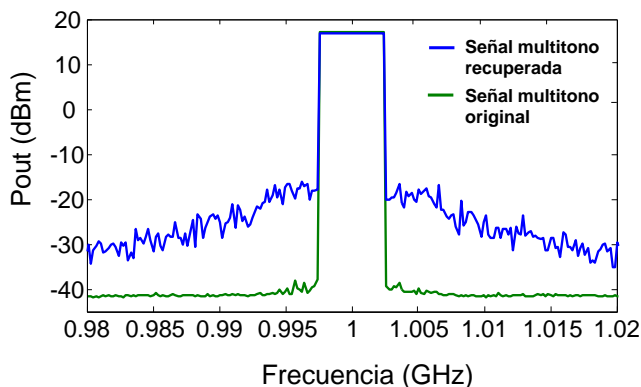


Fig. 7. Espectro medido para una señal multitono de 5 MHz.

## VI. CONCLUSIONES

En este trabajo se ha presentado un transmisor polar capaz de manejar una señal multitono 5 MHz modificada con "*hole-punching*", lográndose una eficiencia total del 56%. Para ello se ha realizado el diseño de distintas topologías inversoras y rectificadoras clase E a 1 GHz. Como modulador de envolvente se ha utilizado un convertidor DC/DC clase E<sup>2</sup>, con un ancho de banda en gran señal de 20 MHz, capaz de reproducir de manera eficiente señales reales de comunicación de banda ancha mediante codificación FM. Se ha demostrado la capacidad de este convertidor para seguir envolventes de señales WCDMA de 2 y 4 portadoras

manteniendo una eficiencia por encima del 60%. Entre las futuras líneas de trabajo se encuentra la de implementar la regulación de la tensión de salida, con el objetivo de evaluar el rendimiento y demás prestaciones del convertidor en arquitecturas ET o híbridas ET/EER, capaces de manejar señales con nulos en su envolvente y mayores PAPR.

## AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido posible gracias al soporte proporcionado por el Ministerio de Economía y Competitividad (MINECO) a través de los proyectos TEC2011-29126-C03(-01 y -02), cofinanciado el primero con fondos FEDER, y del Consolider CSD2008-00068. Los autores quieren agradecer además a Anding Zhu, University College of Dublin, por las señales proporcionadas, así como la colaboración de Jesús de Mingo (Univ. Zaragoza) y Michel Allegue (Univ. Sevilla).

## REFERENCIAS

- [1] F. H. Raab, P. Asbeck, S. Cripps, P. B. Kenington, Z. B. Popovic, N. Pothecary, J. F. Sevic, and N. O. Sokal, "Power Amplifiers and Transmitters for RF and Microwave," *IEEE Trans. Microwave Theory & Tech.*, vol. 50, no. 3, pp. 814-826, March 2002.
- [2] F. H. Raab, "Split-Band Modulator for Kahn-Technique Transmitters," in *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, June 2004, pp. 887-890.
- [3] C. Hsia, A. Zhu, J. J. Yan, P. Draxler, D. F. Kimball, S. Lanfranco, and P. M. Asbeck, "Digitally Assisted Dual-Switch High-Efficiency Envelope Amplifier for Envelope-Tracking Base-Station Power Amplifiers," *IEEE Trans. Microwave Theory & Tech.*, vol. 59, no. 11, pp. 2943-2952, Nov. 2011.
- [4] M. K. Kazimierzczuk and D. Czarkowski, *Resonant Power Converters*, Hoboken, NJ: Wiley, 2011.
- [5] F. H. Raab, "Idealized Operation of the Class E Tuned Power Amplifier," *IEEE Trans. Circuits Systems*, Vol. CAS-24, No. 12, pp. 725-735, Dec. 1977.
- [6] D. C. Hamill, "Time Reversal Duality and the Synthesis of a Double Class E DC-DC Converter," *21<sup>st</sup> Power Electronics Specialist Conf., PESC'90*, pp. 512-521, 1990.
- [7] R. Marante, M. N. Ruiz, L. Rizo, L. Cabria, and J. A. García, "A UHF Class E<sup>2</sup> DC/DC Converter using GaN HEMTs," in *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, June 2012, pp. 1-3.
- [8] J. A. García, R. Marante, and M. N. Ruiz, "GaN HEMT Class E<sup>2</sup> Resonant Topologies for UHF DC/DC Power Conversion," *IEEE Trans. Microwave Theory & Tech.*, vol. 60, no. 12, pp. 1-10, Dec. 2012.
- [9] M. K. Kazimierzczuk and J. Joswik, "Resonant DC/DC Converter with Class-E Inverter and Class-E Rectifier," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 36, no. 4, pp. 568-578, Nov. 1989.